

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-181634

(43)公開日 平成8年(1996)7月12日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 1/707

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/ 00

D

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平6-318677

(22)出願日 平成6年(1994)12月21日

(71)出願人 000003218

株式会社豊田自動織機製作所  
愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地

(72)発明者 犬塚 浩之

愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会  
社豊田自動織機製作所内

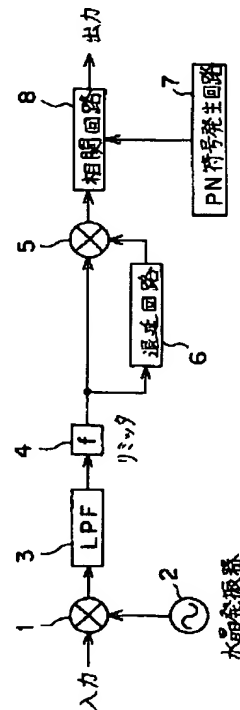
(74)代理人 弁理士 大曾 義之

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散通信方式およびその受信装置

(57)【要約】

【目的】 回路規模を小さくし、かつ搬送波再生をすることなくデータ転送を行うスペクトル拡散通信方式を提供する。

【構成】 スペクトル拡散通信システムの送信側から転送されてきたデータを受信すると、乗算器1は、その受信データに水晶発振器2が出力する周期波を乗算する。乗算器1の出力データを、ローパスフィルタ3でフィルタリングした後、リミッタ4において2値化する。乗算器5および遅延回路6は、その2値化データを差動復号する。相関回路8は、その復号されたデータとPN符号発生回路7が生成したPN符号との相関をとり、相関がとれたタイミングでのデータを転送されてきたデータとして出力する。



## 1

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 データ転送に際して所定パターンの PN 符号を用いるスペクトル拡散通信方式において、所定の周波数の周期波を出力する発振手段と、該発振手段が出力する周期波と受信データとを乗算する乗算手段と、該乗算手段の出力を 2 値化する 2 値化手段と、該 2 値化手段の出力と上記 PN 符号との相関をとる相関手段と、を有することを特徴とするスペクトル拡散通信の受信装置。

【請求項 2】 データ転送に際して所定パターンの PN 符号を用いるスペクトル拡散通信方式において、所定の周波数の周期波を出力する発振手段と、差動符号化されたデータを受信し、その受信データと上記発振手段が出力する周期波とを乗算する乗算手段と、該乗算手段の出力を 2 値化する 2 値化手段と、遅延回路を用いて上記 2 値化手段の出力を差動復号化する復号化手段と、該復号化手段によって復号化されたデータと上記 PN 符号との相関をとる相関手段と、を有することを特徴とするスペクトル拡散通信に於ける受信装置。

【請求項 3】 上記相関手段において相関がとれたタイミングで該相関手段に入力されているデータを積分し、その積分値に従ってデジタル値を判定するデータ判定手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のスペクトル拡散通信に於ける受信装置。

【請求項 4】 上記相関手段において相関がとれたタイミングで該相関手段に入力されているデータ内の 0 値のチップ数および 1 値のチップ数に従ってデジタル値を判定するデータ判定手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のスペクトル拡散通信に於ける受信装置。

【請求項 5】 データ転送に際して所定パターンの PN 符号を用い、送信装置と受信装置との間ではデータを所定周波数の搬送波に乗せて転送するスペクトル拡散通信方式において、

上記受信装置は、所定の周波数の周期波を出力する発振手段、該発振手段が出力する周期波と上記送信装置から送信されたデータとを乗算する乗算手段、該乗算手段の出力を 2 値化する 2 値化手段、該 2 値化手段の出力と上記 PN 符号との相関をとる相関手段、および該相関手段において相関がとれたタイミングで該相関手段に入力されているデータに基づいてデジタル値を判定するデータ判定手段とを有し、

上記 PN 符号の周波数を、上記搬送波の周波数と上記周期波の周波数との差の 4 倍以上とすることを特徴とするスペクトル拡散通信方式。

【請求項 6】 データ転送に際して所定パターンの PN

## 2

符号を用い、送信側において差動符号化を行い、受信側において差動復号化を行うスペクトル拡散通信方式において、

上記差動符号化および復号化は上記 PN 符号の 1 チップの N (N は自然数) 倍を遅延値として行うことを特徴とするスペクトル拡散通信方式。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、搬送波再生を行うことなく受信データの復調を行えるスペクトル拡散通信方式およびその受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】スペクトル拡散通信は、情報を伝送するのに必要な周波数帯域に対して、遙かに大きな帯域に拡散させた信号を利用して通信を行う方式である。このスペクトル拡散通信方式は、その拡散方法のちがいに、DS (直接拡散) 方式、周波数ホッピング方式、時間ホッピング方式等が知られている。以下では、DS 方式について説明する。

【0003】DS 方式では、送信側において、送信データに PN (Pseudo Noise : 疑似雑音) 符号を乗じることによってその送信データを拡散変調し、広帯域のスペクトル拡散信号を得る。PN 符号は、送信データ速度と比べて極めて速い 2 値データであり、この PN 符号によって拡散された送信データのスペクトル幅は、PN 符号の帯域幅となる。なお、上記変調は、通常、PSK 変調とともに行われる。

【0004】受信側では、送信側において変調されたデータに対して、送信側で使った PN 符号と同じ PN 符号を乗じることによって逆拡散処理を行い、元の送信データを取り出す。このとき、受信データに対して乗算する PN 符号の位相は、送信側で使った PN 符号と同じ位相である必要があり、この位相合わせのための同期処理が行われる。

【0005】図 10 は、上記スペクトル拡散通信システムの受信側における同期検波回路を示す回路ブロック図である。RF/IF 回路 101 は、RF 帯域の搬送波に乗せられて転送されてきたデータを IF 帯域のデータに変換する。乗算器 102 a は RF/IF 回路 101 からの出力データに後述する手段で再生される搬送波を乗ずる。乗算器 102 a から出力されたデータは、ローパスフィルタ 103 a を通過した後、相関回路 104 a に入力される。相関回路 104 a は、入力データに PN 符号発生回路 105 a が生成する PN 符号を乗じ、それらの相関がとれたタイミングのデータを再生データとして出力する。なお、各部 102 b ~ 105 b は、上記各部 102 a ~ 105 a と同様の動作を行う。

【0006】乗算器 106 は、相関回路 104 a 及び 104 b の出力 (ローパスフィルタ 103 a および 103 b の出力としてもよい) を乗算する。搬送波再生回路 1

## 3

07は、VCO (Voltage-Controlled Oscillator : 電圧制御発振器) を有し、乗算器106の出力電圧に応じた周波数のサイン波 (再生搬送波) を出力する。搬送波再生回路107が出力する再生搬送波は、乗算器102bには直接入力され、乗算器102aには、 $\pi/2$ 位相差回路108を介して入力される。

【0007】このように、上記同期検波回路では、受信データから搬送波を再生し、その再生搬送波を用いて受信信号をベースバンドに変換し、その後送信側と受信側でのPN符号の位相同期を行い、受信側においてデータを取り出す。

【0008】上記スペクトル拡散通信システムの受信側においてデータを取り出す他の構成としては、図11に示す遅延検波回路が知られている。乗算器111は、搬送波に乘せられて転送されてきたデータと、遅延回路112の出力とを乗算する。遅延回路112は、上記搬送波に乘せられて転送されてきたデータを所定値 (送信側において差動符号化するとき用いた遅延値と同じ値であり、たとえば、PN符号の1チップ) だけ遅延させる。乗算器111の出力は、ローパスフィルタ113を通過した後、相関回路114に入力される。相関回路114は、入力データにPN符号発生回路115が生成するPN符号を乗じ、それらの相関がとれたタイミングのデータを再生データとして出力する。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】ところで、図10に示す同期検波回路では、搬送波再生回路107を用いて受信データから搬送波を再生する構成であるが、搬送波再生回路107はVCO等を含み、アナログ処理を行う回路が多いため、その回路規模が大きいという欠点がある。

【0010】また、搬送波再生回路107が再生する搬送波の周波数は、実際の搬送波の周波数 (ここでは、RF/IF回路101によって変換された後の搬送波周波数) に一致するように非常に高い再生精度が要求される。すなわち、実際の搬送波周波数と上記再生された搬送波の周波数との間に差異が生じると、相関回路104において正確な相関タイミングを検出することができず、その結果、データ再生ができなくなってしまう。しかしながら、搬送波の周波数が高くなるにつれて、搬送波再生は困難になり、また、高い精度を得るために使用される電子部品は一般に高価であるためコストが上昇してしまうという問題がある。

【0011】一方、図11に示す遅延検波回路では、その大部分の処理がアナログ的に行われるので、上記同期検波回路と同様に、回路規模が大きいという欠点がある。また、遅延回路112のディレイ値は、たとえば、PN符号の1チップであるが、このディレイ値には非常に高い精度が要求される。すなわち、このディレイ値の誤差が大きくなると、相関回路114において正確な相

## 4

関タイミングを検出することができず、その結果、データ再生ができなくなってしまう。しかしながら、要求されるディレイ値の精度は、PN符号の帯域にもよるが、ナノ秒のオーダーであり、その調整は困難である。また、高い精度を得るために使用される電子部品は一般に高価であるためコストが上昇してしまうという問題がある。

【0012】本発明は、上記課題を解決するものであり、回路規模を小さくし、かつ搬送波再生をすることなくデータ転送を行うスペクトル拡散通信方式およびその受信装置を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1に記載の受信装置は、データ転送に際して所定パターンのPN符号を用いるスペクトル拡散通信方式を前提とし、以下の各手段を有する。発振手段 (例えば、図1の水晶発振器2) は、所定の周波数の周期波を出力する。乗算手段 (例えば、図1の乗算器1) は、上記発振手段が出力する周期波と受信データとを乗算する。2値化手段 (例えば、図1のリミッタ4) は、上記乗算手段の出力を2値化する。相関手段 (例えば、図1のPN符号発生回路7および相関回路8) は、上記2値化手段の出力と上記PN符号との相関をとる。

【0014】本発明の受信装置は、送信側において差動符号化を行う場合には、請求項2に記載のように、遅延回路を用いて上記2値化手段の出力を差動復号化する復号化手段 (例えば、図1の乗算器5及び遅延回路6) を設けるようにしてもよい。

【0015】また、上記請求項1または2の受信装置の構成を前提とし、上記相関手段において相関がとれたタイミングで該相関手段に入力されているデータを積分し、その積分値に従ってデジタル値を判定するデータ判定手段 (例えば、図5(a)の相関部21、データ保持回路22、積分器23およびリミッタ24)、または、上記相関手段において相関がとれたタイミングで該相関手段に入力されているデータ内の0値のチップ数および1値のチップ数に従ってデジタル値を判定するデータ判定手段 (例えば、図5(b)の相関部21、データ保持回路22および“1”検出回路25) をさらに設けてもよい。

【0016】本発明の請求項5に記載のスペクトル拡散通信方式は、データ転送に際して所定パターンのPN符号を用い、送信装置と受信装置との間ではデータを所定周波数の搬送波に乘せて転送する方式を前提とする。そして、上記受信装置は、所定の周波数の周期波を出力する発振手段、該発振手段が出力する周期波と上記送信装置から送信されたデータとを乗算する乗算手段、該乗算手段の出力を2値化する2値化手段、該2値化手段の出力と上記PN符号との相関をとる相関手段、および該相関手段において相関がとれたタイミングで該相関手段に

## 5

入力されているデータに基づいてデジタル値を判定するデータ判定手段とを有する構成であり、上記PN符号の周波数を、上記搬送波の周波数と上記周期波の周波数との差の4倍以上とする。

【0017】本発明の請求項6に記載のスペクトル拡散通信方式は、データ転送に際して所定パターンのPN符号を用い、送信側において差動符号化を行い、受信側において差動復号化を行う方式を前提とする。そして、上記差動符号化および復号化は上記PN符号の1チップのN(Nは自然数)倍を遅延値として行う。

## 【0018】

【作用】本発明の受信装置は、受信データから再生する搬送波の代わりに、発振手段が生成する周期波を利用するので、搬送波再生が不要となる。ここで、該周期波の周波数と実際の搬送波の周波数とが一致しない場合には、転送データを再生するときにPN符号のチップ単位でのエラーが発生する可能性があるため、そのエラーを回避するためにデータ判定手段を設ける。データ判定手段は、PN符号によって逆拡散されたデータを、例えば積分し、その積分値に従って再生すべきデータのデジタル値(すなわち“0”または“1”)を決定するので、上記周期波の周波数と実際の搬送波の周波数との差異周波数に比べてPN符号の周波数を十分大きく設定すれば、当該データビットに割り当てられている複数のチップに対してチップ誤りの数は少なくなり、正確に転送データを再生することができる。

【0019】また、2値化手段を用いてデータをデジタル化するので、以降、デジタル処理を行うことができ、アナログ的な厳しい精度要求がなくなる。

## 【0020】

【実施例】以下、本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。図1は、本発明のスペクトル拡散通信システムの一実施例の受信装置の要部ブロック図である。乗算器1は、搬送波に乘せられて送信装置側から転送されてきたデータと、水晶発振器2の出力信号とを乗算する。この搬送波の周波数は、たとえば2.4GHzである。水晶発振器2は、上記搬送波と同じ周波数、すなわち、2.4GHzの固定周波数の周期波を出力する。ローパスフィルタ3は、ベースバンド付近の帯域の信号のみを通過させるフィルタであり、乗算器1の出力信号をフィルタリングする。リミッタ4は、PN符号の1チップ単位でローパスフィルタ3の出力値を監視し、その値と予め設定してあるリミット値との大小関係に従ってデータを2値化(デジタル化)する。すなわち、リミッタ4は、1ビットA/D変換処理を行う。

【0021】乗算器5は、リミッタ4の出力信号と遅延回路6の出力信号とを乗算する。遅延回路6は、リミッタ4の出力信号を遅延させて乗算器5に入力させる。乗算器5および遅延回路6は、送信装置で差動符号化されたデータに対する復号化処理を行う。したがって、遅延

## 6

回路6の遅延値は、送信装置において差動符号化するとき用いられる遅延値と同じ値であり、この実施例では、PN符号の1チップである。

【0022】ここで、図2(a)に送信装置の差動符号化回路を、図2(b)に受信装置の差動復号化回路の回路図を示す。差動符号化回路は、図2(a)に示すように、入力信号がイクスクルーシブNOR回路11の一方の入力端子に入力され、イクスクルーシブNOR回路11の他方の入力端子には、イクスクルーシブNOR回路11の出力信号を遅延回路12で遅延させた信号が入力される構成である。一方、差動復号化回路は、図2(b)に示すように、入力信号がイクスクルーシブNOR回路15の一方の入力端子に入力され、イクスクルーシブNOR回路15の他方の入力端子には、上記入力信号を遅延回路16で遅延させた信号が入力される構成である。なお、イクスクルーシブNOR回路15および遅延回路16は、それぞれ、図1の乗算器5および遅延回路6に対応する。なお、上記イクスクルーシブNOR回路11および15を、それぞれイクスクルーシブOR回路で置換える構成としてもよい。

【0023】図2において、遅延回路11および遅延回路16の遅延値は、互いに同じ値であればよく、例えば、PN符号の1チップのN(Nは自然数)倍とする。なお、この実施例では、遅延回路11および遅延回路16の遅延値はPN符号の1チップである。

【0024】図1に戻る。PN符号発生回路7は、送信装置において乗算されるPN符号と同じパターンのPN符号を相関回路8に供給する。相関回路8は、マッチドフィルタを有し、乗算器5からの出力信号を順次入力させたときに、その出力がピーク値となる(相関検出)タイミングによって送信装置と受信装置でのPN符号の位相同期を検出する。そして、そのタイミングにおける乗算器5からの出力信号にPN符号を乗算したデータを再生データとして出力する。尚、ここでは、乗算器5の出力信号とPN符号とを乗算したものを再生データとすると記載したが、後述するデータ判定処理を行うようにしてもよい。

【0025】次に、本実施例のスペクトル拡散通信方式の動作を説明する。図3は送信装置の動作を説明する図であり、図4は受信装置の動作を説明する図である。図3(a)は、転送すべき1ビットのデータ(オリジナルデータ)が“1”であることを示している。この実施例では、PN符号を用いてデータを拡散するときに、各ビットのデータに対して10チップを割り当てる。

【0026】上記オリジナルデータにPN符号を乗算すると、図3(b)に示すように、拡散変調された状態となる。続いて、このPN符号によって拡散されたデータを、図2(a)に示す差動符号化回路を用いて符号化する。この符号化された状態のデータを図3(c)に示す。そして、図3(c)に示す状態のデータを、2.4GHz

の搬送波に乗せて受信装置に対して送信する。

【0027】受信装置では、2.4GHzの搬送波に乗せられて送信装置から転送されてきたデータを受信すると、乗算器1において、その受信データに水晶発振器2が生成する周期波（搬送波）を乗算することによって、その受信データをベースバンド付近に周波数変換する。この周期波は、送信装置において生成される搬送波とは独立して水晶発振器2が生成するものである。このため、実際の搬送波の周波数と、この周期波の周波数とは完全には一致しない場合がある。

【0028】この2つの周波数が一致しない場合には、受信データにこの周期波を乗算しても、図4(a)に示すような搬送波オフセットが残ってしまう。搬送波オフセットの周波数は、実際の搬送波の周波数と水晶発振器2が生成する周期波の周波数との差異である。図4(a)に示す例では、当該データビットの左から3チップ目と4チップ目の間でオフセット値が正から負に反転している。したがって、乗算器1において、受信データに上記周期波を乗算したときの出力データは、搬送波オフセットが図4(a)の状態であったとすると、図4(b)に示す状態となる。

【0029】乗算器1の出力データは、ローパスフィルタ3においてノイズ等が除去された後に、リミッタ4によって2値化（デジタル化）される。この2値化されたデータは、図4(c)に示す状態となる。同図のデータパターンは、図3(c)と比較すると、当該データビットの左から4チップ目～10チップ目の値が、搬送波オフセットによって反転させられた状態となっている。

【0030】続いて、リミッタ4の出力データを図2(b)に示す差動復号化回路を用いて復号化すると、図4(d)に示す状態となる。この復号化されたデータパターンと、図3(b)とを比較すると、搬送波オフセットが当該データビットの左から3チップ目と4チップ目の間で反転しているのが、当該データビットの左から3チップ目の値が誤っている（“0”が“1”になっている）。

【0031】相関回路8は、上記復号化データを受信して1チップごとにPN符号との相関をとり、その出力がピーク値となる（相関検出）タイミングを監視する。このピーク値の検出は、例えばマッチドフィルタを用いて行われる。そして、このピークを検出したタイミングでの上記復号化データにPN符号を乗算することによって逆拡散変調されたデータを出力する。この逆拡散変調されたデータは、図4(e)に示す状態である。

【0032】相関回路8の出力データは、搬送波オフセットの周波数が0（搬送波オフセットがない）であるとすると、図3(a)に示すオリジナルデータと同じになるはずである。しかしながら、図4(a)に示すような搬送波オフセットがあるので、相関回路8の出力データは、オリジナルデータとは一致せず、チップ誤りが発生する。ここで、相関回路8の出力データのチップ誤りの個

数は、当該データビットにおいて、搬送波オフセットの値が正と負の間で反転する回数と同じである。すなわち、図4(a)に示すように、当該データビットにおいて搬送波オフセットの値が1度反転する場合には、相関回路8の出力データは、オリジナルデータに対して1チップだけ誤りデータとなる。

【0033】PN符号を乗算することによって逆拡散変調されたデータは、上述のように、チップ誤りを含んでいる可能性があるため、データ判定処理を行う。以下、図5を参照しながら、データ判定部の処理を説明する。なお、データ判定部は、例えば、図1の相関回路8の内部に設ける。

【0034】図5(a)は、データ判定部の一実施例の構成を示す回路ブロック図である。相関部21は、PN符号と受信データとの相関を監視するとともに、それらを乗算した値をチップ毎に各データ保持回路22-1～22-10に格納する。データ保持回路22-1～22-10は、たとえば、それぞれフリップ・フロップ回路からなり、転送データの1ビットに対して割り当てるPN符号のチップ数と同じ個数だけ設ける。そして、PN符号と受信データとの相関が検出されたタイミングで、各データ保持回路22-1～22-10に格納されているデータを積分回路23へ転送する。

【0035】積分回路23は、その転送されてきたデータを積分し、その積分値をリミッタ24へ通知する。リミッタ24には、予め所定のリミット値が設定されており、上記積分値と該リミット値との大小関係をチェックする。そして、上記積分値の方が大きい場合には、当該データビットの値を“1”とみなし、送信装置からの転送データを再生した値として“1”を出力する。一方、上記積分値の方が小さい場合には、当該データビットの値を“0”とみなし、再生データとして“0”を出力する。

【0036】図5(b)は、データ判定部の他の構成例の回路ブロック図である。同図において、相関部21がPN符号と受信データとの相関を検出すると、その検出タイミングで各データ保持回路22-1～22-10に格納されているデータを“1”検出回路25へ転送する。

“1”検出回路25は、上記転送されてきたデータの中に含まれている“1”の個数（“1”を示すチップの数）を数える。そして、その“1”の個数と、転送データの1ビットに対して割り当てるPN符号のチップ数の半分の値とを比較する。例えば、上述の例では、転送データの1ビットに対して10チップを割り当てているので、“1”検出回路25は、上記転送されてきたデータの中に含まれている“1”の個数が5個以上である否かをチェックする。“1”の個数が5個以上であれば、当該データビットの値を“1”とみなし、送信装置からの転送データを再生した値として“1”を出力する。一方、5個以下であれば、当該データビットの値を“0”

とみなし“0”を出力する。

【0037】図3および図4に示した例では、図4(e)に示す状態のデータが“1”検出回路25に入力される。この場合、“1”を示すチップ数が9個であり、

“0”を示すチップ数が1個であるので、当該データビットの値を“1”とみなし、当該データビットの再生データとして“1”を出力する。このように、チップ誤りが発生した場合においても、オリジナルデータを正確に再生することができる。

【0038】次に、図6～図8を参照しながら、デジタルマッチドフィルタを用いて、相関検出およびデータ再生を行う方式を説明する。図6は、デジタルマッチドフィルタ部(DMF)30の入出力を説明する概念図である。デジタルマッチドフィルタ部30には、乗算器5によって乗算されたデータ(rdat)、PN符号発生回路7によって生成されたPN符号(PN)、リセット信号(rs t)、およびクロック(clk)が入力される。そして、デジタルマッチドフィルタ部30は、相関値(ssokn)および再生データ(sdat)を出力する。尚 デジタルマッチドフィルタ部30は、図1の相関回路8に対応する。

【0039】図7は、デジタルマッチドフィルタ部30の回路図である。ここでは、1ビットの転送データに対して128チップを割り当てた構成とし、また、相関検出の精度を高めるために、2倍オーバーサンプリング方式を用いた構成とする。

【0040】フリップフロップ31-1・・・31-128(合計128個)は、PN符号発生回路7によって生成されたPN符号を格納するフリップフロップ群であり、フリップフロップ31-iのQ出力がフリップフロップ31-i+1のD端子に入力される。そして、フリップフロップ31-1のD端子に供給されるPN符号は、クロックclk1によって1段ずつシフトされてゆき、128チップからなるPN符号が格納された時点でクロックを停止し、その値を保持する。

【0041】フリップフロップ32-1a, 32-1b・・・32-128a, 32-128b(合計256個)は、データrdatを格納するフリップフロップ群であり、各フリップフロップのQ出力が次フリップフロップのD端子に入力される。フリップフロップ32-1aのD端子に供給されるデータrdatは、クロックclk2によって1段ずつシフトされてゆく。このクロックclk2の周波数は、2倍オーバーサンプリングを行うために、PN符号の周波数(チップのクロック周波数)の2倍である。たとえば、データ転送速度が64kbpsの場合、 $0.064 \times 128 \times 2 = 16.384$  MHzとなる。

【0042】フリップフロップ32-j a, 32-j bのQ出力は、各イクスクルーシブNOR回路33-j a, 33-j bの一方の端子に入力される。また、フリップフロップ31-iのQ出力は、各イクスクルーシブ

NOR回路33-iの他方の端子に入力される。そして、各イクスクルーシブNOR回路33-1a, 33-1b・・・33-128a, 33-128b(合計256個)の各出力は、加算回路34に入力される。

【0043】加算回路34は、イクスクルーシブNOR回路33-1a, 33-1b・・・33-128a, 33-128bから出力された論理値を加算する。すなわち、“1”を出力したイクスクルーシブNOR回路の数を求める。

10 【0044】加算回路34によって算出された加算値sum1は、減算回路35、コンパレータ36およびセクタ37に入力される。減算回路35は、 $sum2 = 256 - sum1$ を実行し、sum2をコンパレータ36およびセクタ37に対して出力する。

【0045】コンパレータ36は、sum1とsum2の大小関係を調べ、 $sum1 > sum2$ であった場合には、“1”を出力し、 $sum1 \leq sum2$ であった場合には、“0”を出力する。セクタ37は、コンパレータ36の出力値が“1”であった場合にsum1を出力し、コンパレータ36の出力値が“0”であった場合にsum2を出力する。

【0046】フリップフロップ38は、セクタ37の出力を相関値ssoknとして出力し、フリップフロップ39は、コンパレータ36の出力値をsdatとして出力する。上記デジタルマッチドフィルタ部において、データrdatはクロックclk2に従って順次シフトされてゆき、各タイミングにおけるデータrdatとPN符号との相関を調べることによって、データの再生タイミングを検出する。以下、相関検出およびデータ再生方法を説明する。

【0047】まず、あるタイミングにおいて、データrd atとPN符号とが完全に一致(各チップの値が互いにすべて等しい)したとする。この場合、フリップフロップ31-1に保持されている値と、フリップフロップ32-1aおよび32-1bに保持されている値とは同じなので、イクスクルーシブNOR回路33-1aおよび33-1bの出力は“1”となる。同様にして、イクスクルーシブNOR回路33-2a, 33-2b・・・33-128a, 33-128bの各出力も“1”となる。この結果、加算器34が出力する加算値sum1は、256になる。加算値sum1が256のときは、sum2の値は0となるので、コンパレータ36は“1”を出力し、セクタ37は“256”を出力する。そして、フリップフロップ38は、相関値ssoknとして“256”を出力し、フリップフロップ39は、sdatとして“1”を出力する。

【0048】一方、あるタイミングにおいて、データrd atとPN符号の各チップの値が、互いにすべて異なる場合を考える。この場合、イクスクルーシブNOR回路33-1a, 33-1b・・・33-128a, 33-128bの各出力は“0”となる。この結果、加算器34が出力する加算値sum1は、0になる。加算値sum1が0の

ときは、sum2の値は256となるので、コンパレータ36は“0”を出力し、セクタ37は“256”を出力する。そして、フリップフロップ38は、相関値ssoknとして“256”を出力し、フリップフロップ39は、sdatとして“0”を出力する。

【0049】上記2つの例は、それぞれ、転送データ“1”および“0”が、搬送波オフセット等によるチップ単位でのデータ反転を受けることなく転送された場合において、データを再生すべきタイミングでの出力を示している。この場合、相関値ssoknが最大(256)となる。もし、搬送波オフセット等の影響により、チップ単位でデータ反転が発生した場合には、相関値ssoknは256にはならないが、搬送波オフセットの周波数がPN符号の周波数に比べて十分に小さければ、相関値ssoknは256に近い値となる。また、搬送波オフセットの周波数がPN符号の周波数と比べて十分に小さければ、sdatは、転送データ“1”および“0”を正確に再生する。

【0050】データを再生すべきタイミング以外のタイミングでは、データrdatとPN符号との相関は低い。このため、イクスクルーシブNOR回路33-1a, 33-1b...33-128a, 33-128bの出力は“1”と“0”とをランダムに含んだものとなる。したがって、加算器34が出力する加算値sum1は、“0”と“256”の中間程度の値となる。この結果、相関値ssoknは、128に近い値(最低値は、128)となる。

【0051】このように、相関値ssoknは、データrdatとPN符号との相関を示す数値であり、この相関値ssoknを用いて、再生データを取り出すタイミングを決定することができる。すなわち、相関値ssoknが256に近くなったタイミングのデータsdatの値を、送信側から転送されてきたデータの再生データとする。

【0052】上記構成とすることにより、データrdatとPN符号との相関検出と同時に、再生データを出力することができる。上記図7に示す構成では、フリップフロップ31-1...31-128からの信号と、フリップフロップ32-1a, 32-1b...32-128a, 32-128b(合計256個)からの信号との論理計算する回路を、イクスクルーシブNOR回路33-1a, 33-1b...33-128a, 33-128bで実現しているが、これらをイクスクルーシブOR回路で構成してもよい。この場合、図7に示す構成に対して、加算器34以降の処理を若干の変更をするだけでよい。

【0053】図8に、デジタルマッチドフィルタ部30のタイミングチャートを示す。同図に示すように、出力がリセットされた後に、クロックの立上りエッジごとに、相関値ssoknおよびデータsdatが出力される。

【0054】以上説明したように、この実施例のスペクトル拡散通信方式によれば、その受信装置において、搬

送波再生を行う必要がないので、従来の同期検波回路と比べてアナログ処理回路が少なくなり、回路全体の規模を小さくすることができるとともに、VCOが不要となるためコストを低下させることができる。

【0055】また、受信データに対して、その搬送波とほぼ同じ周波数の周期波を乗算するので、RF/IF回路を設けることなく、搬送波の周波数帯域からベースバンド付近への周波数変調を直接行うことができる。

【0056】さらに、リミッタ4を用いて受信データを2値化し、それ以降の処理をデジタル処理できるので、アナログ回路で要求される精度が不要となる。すなわち、例えば、乗算器5および遅延回路6を用いて1チップの差動復号化処理を行うときに、遅延回路6の遅延値を正確に1チップとする必要はなく、「ほぼ1チップ」とすることができる。また、水晶発振器2が出力する周期波の周波数を、「実際の搬送波とほぼ同じ周波数」とすることができる。この場合、それら周波数が完全に一致しないと、図4(a)に示すような搬送波オフセットが発生し、送信側でのオリジナルデータに対して受信側での再生データにチップ誤りが生じる可能性があるが、データ判定部を設けたので、転送データを正確に再生できる。

【0057】ただし、PN符号の周波数と搬送波オフセットの周波数との関係によっては、データを正確に再生できなくなる。ここで、PN符号の周波数とは、1秒当たりのチップ数を意味し、例えば送受信間でのデータ伝送速度を64kbp/sとし、各ビットに対して128チップを割り当てるとすると、PN符号の周波数(チップのクロック周波数)は、 $0.064 \times 128 = 8.192$  MHzとなる。この場合、搬送波オフセットの周波数、すなわち実際の搬送波周波数と水晶発振器2が出力する周期波の周波数との差異周波数は、2MHz程度まで許容できる。

【0058】この理由は以下のとおりである。すなわち、搬送波オフセットの値が反転することによってチップ誤りが発生するが、そのチップ誤りの個数は搬送波オフセットの値が反転する回数と同じである。したがって、PN符号の周波数を搬送波オフセットの周波数の4倍以上とすると、あるデータビットに対して発生するチップ誤りの個数は、各ビットに対して割り当ててあるチップ数の半分以上となるので、図5に示したデータ判定部の処理によって、オリジナルデータを正確に再生できる。

【0059】換言すれば、データ伝送速度および各データビットに対して割り当てるチップ数を決めれば、上述の条件を満たすような搬送波オフセットの周波数について、実際の搬送波に対する誤差の許容範囲が決まる。したがって、水晶発振器2が出力する周期波の周波数は「ほぼ搬送波周波数」であればよく、さほど厳しい精度が要求されないため、回路の信頼性が向上するとともに

に、汎用の安価な部品を用いることができる。

【0060】また、上述のようなデジタル処理を行う回路は、1チップICとして実現することができ、軽量・小型化に加え、組立て作業も容易になる。さらに、従来、アナログ的に処理していた回路をデジタル式で行えるようにしたので、耐ノイズ特性が向上する。

【0061】なお、本発明のスペクトル拡散通信方式は、 $2^n$  値の位相変調に対して適用することができる。図9に、本発明の方式を4相位相変調(QPSK)に適用した場合の受信装置のブロック図を示す。

【0062】同図において、受信データは、乗算器41-a及び41-bにおいて、水晶発振器42が出力する固定周波数の周期波と乗算される。この周期波の周波数は、搬送波周波数にほぼ一致する値である。ただし、水晶発振器42が出力する周期波は、乗算器41-bには直接供給され、乗算器41-aには $\pi/2$ 位相差回路43を介して供給される。乗算器41-aおよび41-bの出力データは、それぞれ複合・相関回路44-aおよび44-bに入力される。複合・相関回路44-aまたは44-bは、図1のローパスフィルタ3、リミッタ4、乗算器5、遅延回路6、PN符号発生回路7および相関回路8に対応する。この場合、PN符号発生回路7は、複合・相関回路44-aおよび44-bに対して共通に1つだけ設けるようにしてもよい。

【0063】

【発明の効果】本発明によれば、受信装置において、搬送波再生を行う必要がないので、回路規模を小さくすることができるとともに、低コスト化が可能となる。

【0064】PN符号によって拡散されたデータからオリジナルデータを取り出す処理の大部分をデジタル形式で行うので、さらに回路規模を小型化できる。また、このことにより、厳しいアナログ値の精度要求がなくなるので、回路動作の信頼性が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスペクトル拡散通信システムの一実施例の受信装置の要部ブロック図である。

【図2】差動符号化回路および復号化回路の回路図であり、(a)は送信装置の差動符号化回路を示し、(b)は受信装置の差動復号化回路を示す。

【図3】上記実施例の送信装置の動作を説明する図であ

る。

【図4】上記実施例の受信装置の動作を説明する図である。

【図5】上記実施例の受信装置のデータ判定部のブロック図であり、(a)および(b)はそれぞれ実施形態を示す。

【図6】デジタルマッチドフィルタ部(DMF)入出力を説明する概念図である。

【図7】デジタルマッチドフィルタ部の回路図である。

10 【図8】デジタルマッチドフィルタ部のタイミングチャートである。

【図9】本発明のスペクトル拡散通信システムをQPSKに適用した場合の受信装置のブロック図である。

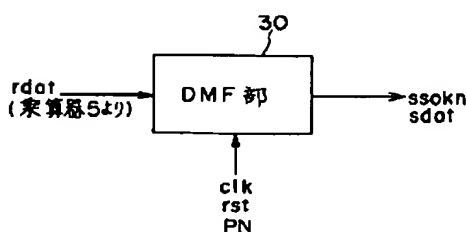
【図10】スペクトル拡散通信システムの受信側における同期検波回路を示す回路ブロック図である。

【図11】スペクトル拡散通信システムの受信側における遅延検波回路を示す回路ブロック図である。

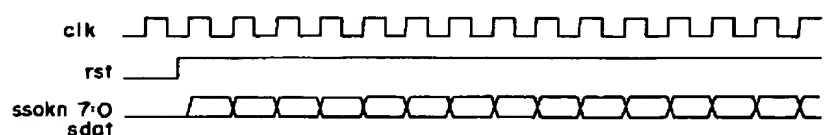
【符号の説明】

1	乗算器
2	水晶発振器
3	ローパスフィルタ
4	リミッタ
5	乗算器
6	遅延回路
7	PN符号発生回路
8	相関回路
11	イクスクルーシブNOR回路
12	遅延回路
15	イクスクルーシブNOR回路
16	遅延回路
21	相関部
22-1 ~ 22-10	データ保持回路
23	積分回路
24	リミッタ
25	“1”検出回路
30	デジタルマッチドフィルタ部
41-a, b	乗算回路
42	水晶発振器
43	$\pi/2$ 位相差回路
44-a, b	復号・相関回路

【図6】

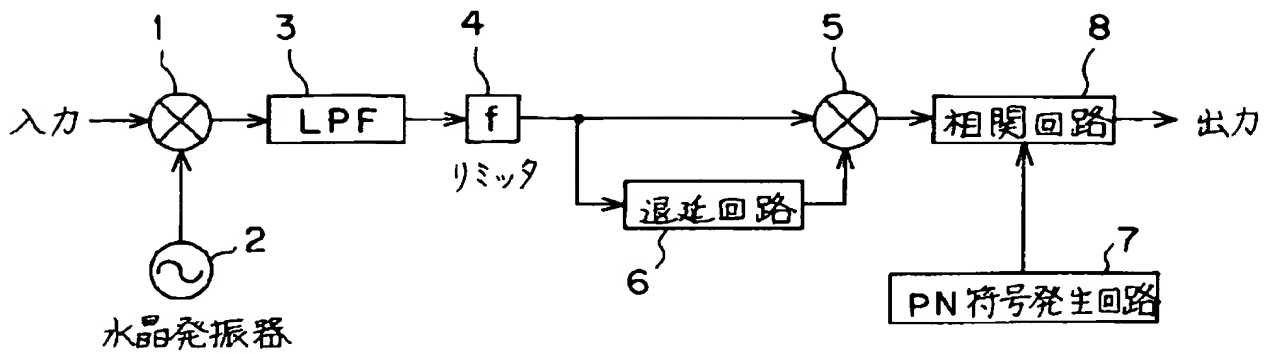


【図8】

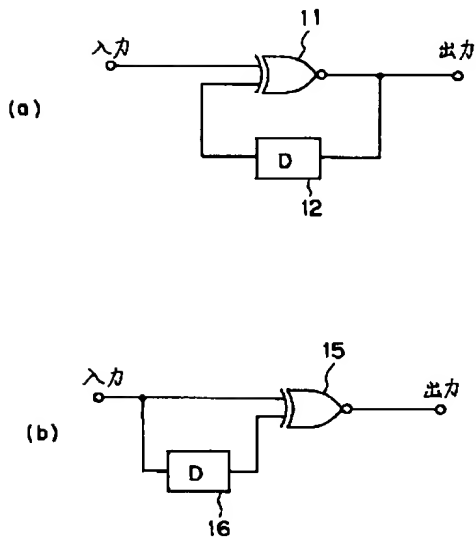




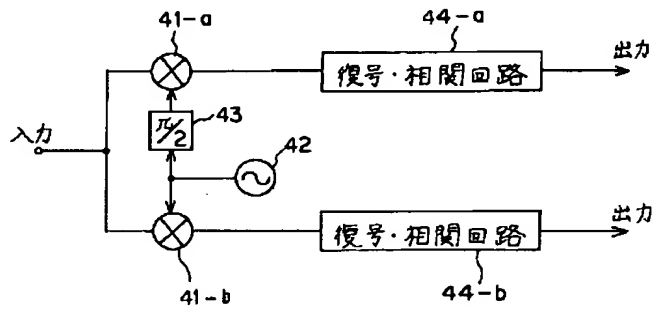
【図 1】



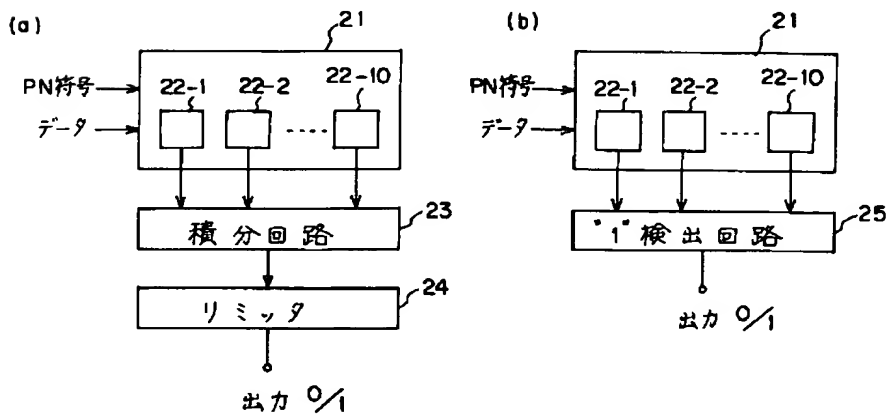
【図 2】



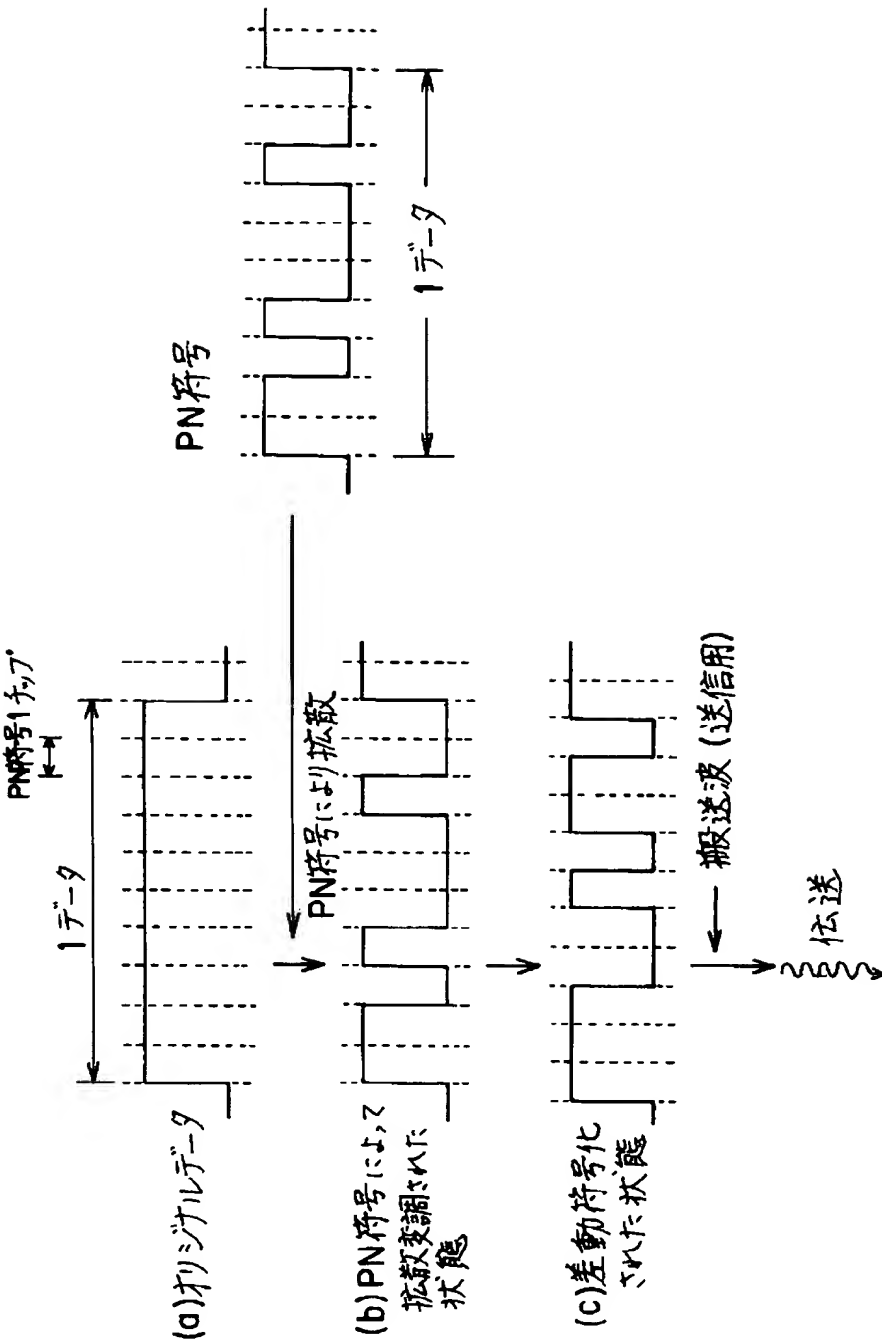
【図 9】



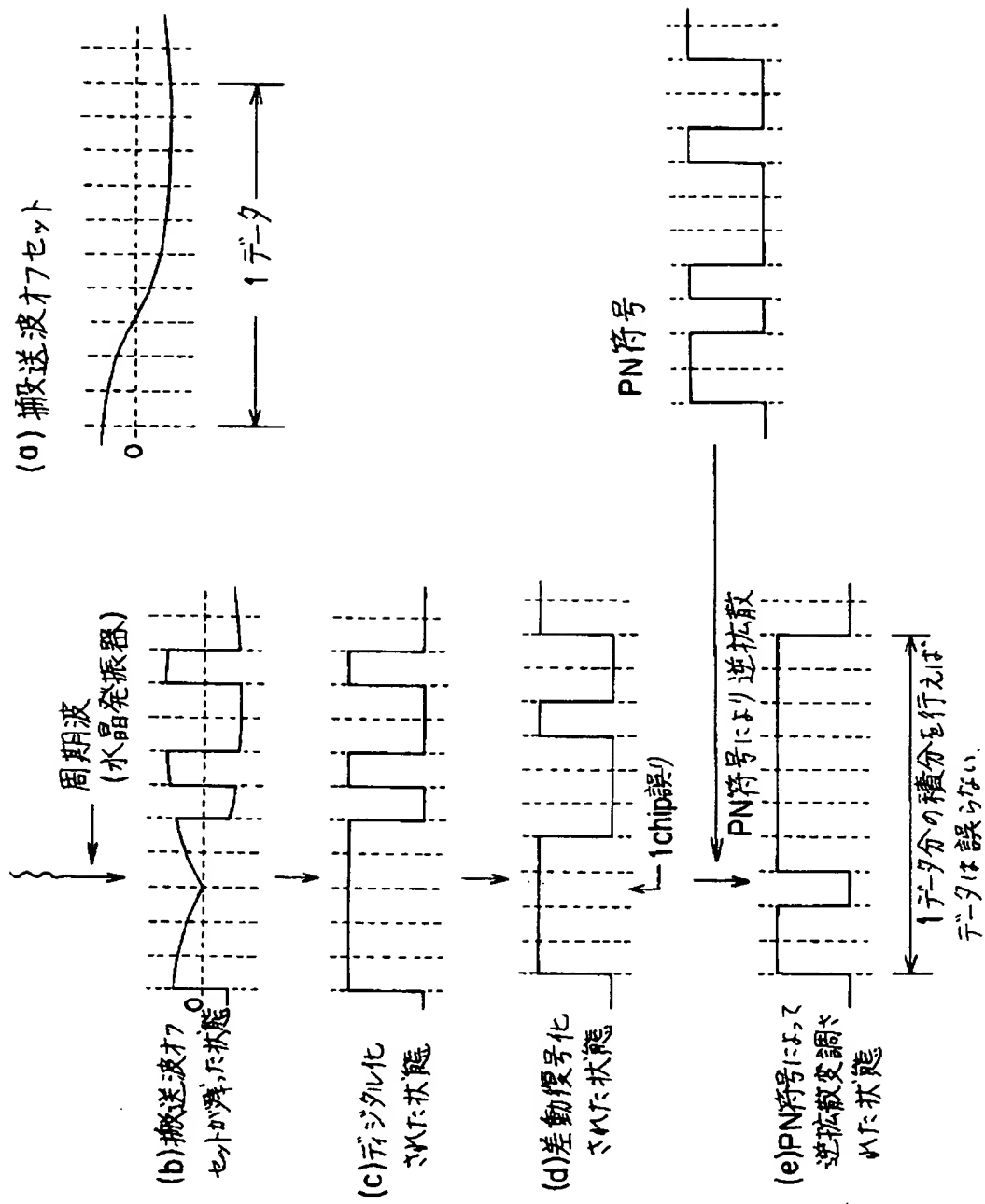
【図 5】



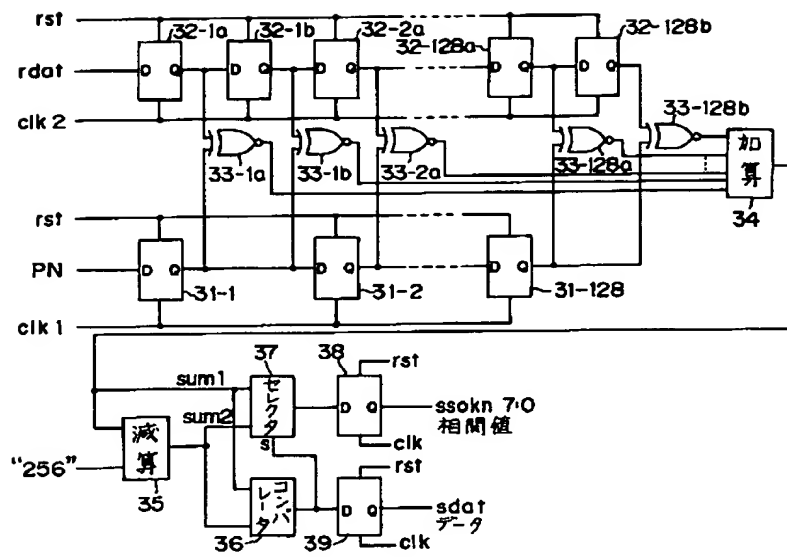
【図 3】



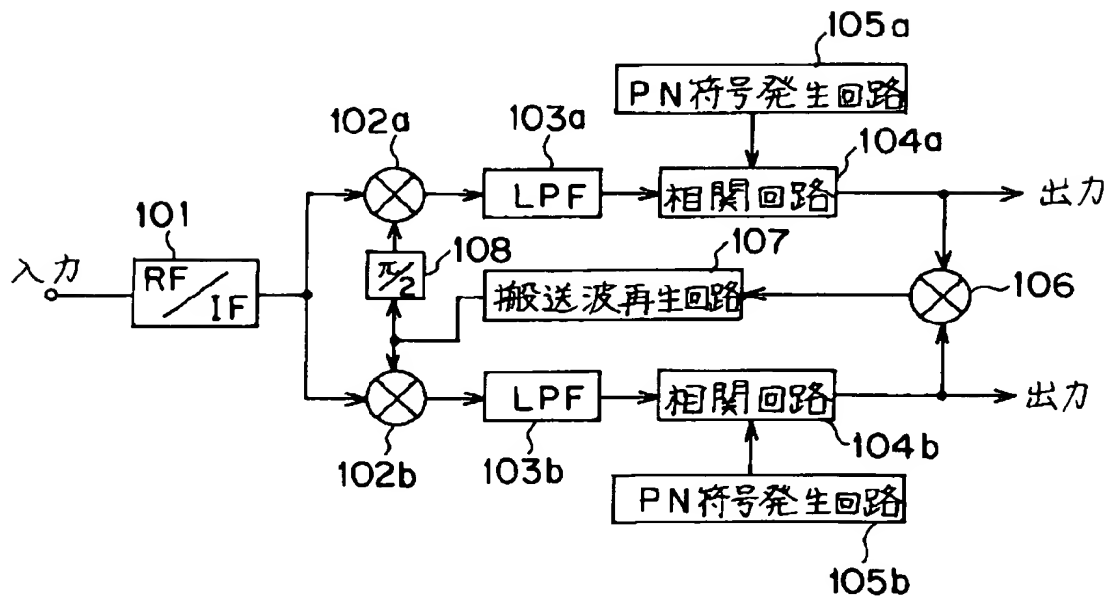
【図 4】



【図7】



【図10】



【図11】

